

## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2002-084144

(43)Date of publication of application : 22.03.2002

(51)Int.Cl.

H03F 1/32

H03F 1/02

H03F 3/24

(21)Application number : 2000-271441

(71)Applicant : SHARP CORP

(22)Date of filing : 07.09.2000

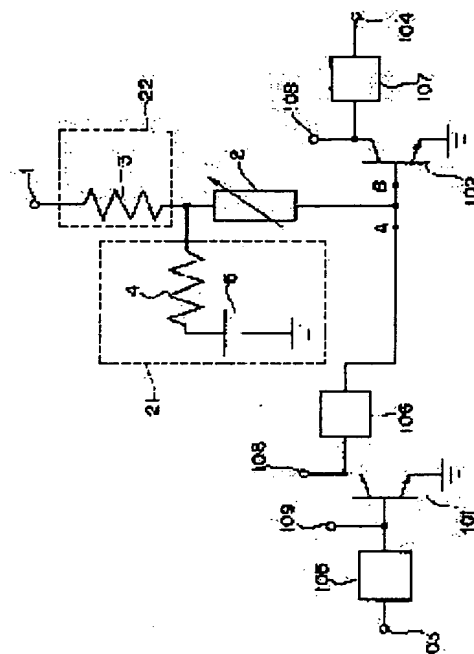
(72)Inventor : HASEGAWA TAKAO  
SAKUNO KEIICHI

## (54) POWER AMPLIFIER AND RADIO COMMUNICATION EQUIPMENT

## (57)Abstract:

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To provide a power amplifier whose efficiency is high and whose distortion is low capable of performing distortion adjustment using a simple constitution, without having to change a gain and radio communication equipment using the power amplifier.

**SOLUTION:** One edge of a variable impedance element 2, whose impedance is changing according to an input power level, is connected to the base of a bi-polar transistor 102 for signal amplification of the poststage. An adjustment circuit 21 (a resistance 4 and a capacitor 5) is connected between the other edge of the variable impedance element 2 and a ground. Moreover, a DC- adjusting element 22 (resistance 3) is connected between the other edge of the variable impedance element 2 and a power supply voltage terminal 1. The prestage is operated in an A class or an AB class close to the A class, and the poststage is operated in a B class or the AB class close to the B class, and the distortion characteristics of the poststage are adjusted by the variable impedance element 2, the capacitor 5, and resistances 3 and 4, so that the distortion of the prestage can be offset. Thus, the distortion characteristics of the whole power amplifier can be optimized.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 26.07.2002

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 3510194

[Date of registration] 09.01.2004

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2002-84144 ✓

(P2002-84144A)

(43) 公開日 平成14年3月22日 (2002.3.22)

(51) Int.Cl.<sup>7</sup>

識別記号

F I

テーマコード(参考)

H 0 3 F 1/32

H 0 3 F 1/32

5 J 0 9 0

1/02

1/02

5 J 0 9 1

3/24

3/24

5 J 0 9 2

審査請求 未請求 請求項の数11 O L (全 15 頁)

(21) 出願番号 特願2000-271441 (P2000-271441)

(22) 出願日 平成12年9月7日 (2000.9.7)

(71) 出願人 000005049

シャープ株式会社

大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号

(72) 発明者 長谷川 隆生

大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号 シ

ャープ株式会社内

(72) 発明者 作野 圭一

大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号 シ

ャープ株式会社内

(74) 代理人 100062144

弁理士 青山 葆 (外1名)

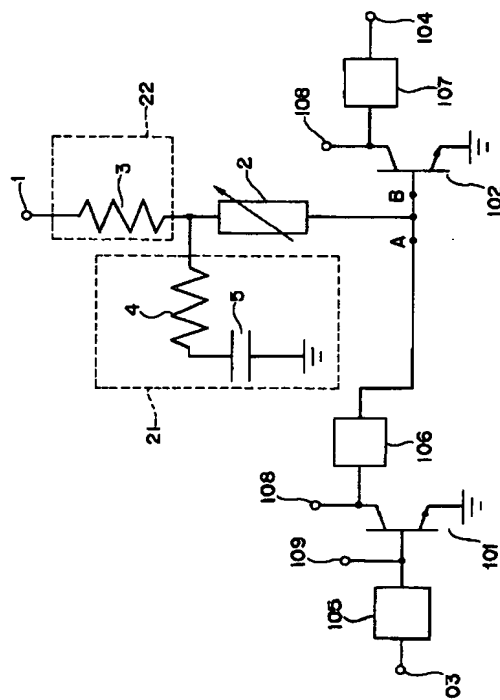
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電力増幅器および無線通信装置

(57) 【要約】

【課題】 利得を変化させることなく、簡単な構成で歪調整ができる高効率で低歪な電力増幅器およびそれを用いた無線通信装置を提供する。

【解決手段】 後段の信号増幅用バイポーラトランジスタ102のベースに入力電力レベルに従ってインピーダンスが変化する可変インピーダンス素子2の一端を接続する。上記可変インピーダンス素子2の他端と接地との間に調整回路21(抵抗4, キャパシタ5)を接続する。さらに、上記可変インピーダンス素子2の他端と電源電圧端子1との間に直流電流調整素子22(抵抗3)を接続する。前段をA級またはA級に近いAB級で動作させ、後段はB級またはB級に近いAB級で動作させて、前段の歪を相殺するように後段の歪特性を可変インピーダンス素子2, キャパシタ5および抵抗3, 4で調整することで、電力増幅器全体の歪特性を最適化できる。



## 【特許請求の範囲】

【請求項 1】 増幅素子としてトランジスタが用いられた複数の増幅段からなる電力増幅器において、

上記複数の増幅段のうちの少なくとも 1 つの増幅段の歪を補償する歪補償回路を備え、

上記歪補償回路により歪が補償される増幅段と上記歪補償回路による歪の補償がされない他の増幅段では、入力電力レベルに対する振幅または位相の少なくとも一方の依存特性が逆であることを特徴とする電力増幅器。

【請求項 2】 増幅素子としてバイポーラトランジスタが用いられた複数の増幅段からなる電力増幅器において、

上記複数の増幅段のうちの少なくとも 1 つの増幅段の歪を補償する歪補償回路を備え、

上記歪補償回路は、上記歪を補償する増幅段のバイポーラトランジスタ用のバイアス回路の機能を兼ねていることを特徴とする電力増幅器。

【請求項 3】 増幅素子としてバイポーラトランジスタが用いられた複数の増幅段からなる電力増幅器において、

上記複数の増幅段のバイポーラトランジスタの各ベースに電圧を印加するための電圧印加手段と、

上記複数の増幅段のうちの少なくとも 1 つの増幅段の歪を補償する歪補償回路とを備え、

上記歪補償回路は、上記電圧印加手段と上記歪を補償する増幅段のバイポーラトランジスタのベースとの間に接続された可変インピーダンス素子を有することを特徴とする電力増幅器。

【請求項 4】 請求項 3 に記載の電力増幅器において、上記歪補償回路は、上記歪を補償する増幅段のバイポーラトランジスタから上記可変インピーダンス素子側を見たときのインピーダンス特性のリアクタンス成分または抵抗成分の少なくとも一方を調整するための調整回路を有することを特徴とする電力増幅器。

【請求項 5】 請求項 3 または 4 に記載の電力増幅器において、

上記歪補償回路は、上記歪を補償する増幅段のバイポーラトランジスタのベースに流れるバイアス電流を調整するための直流電流調整素子を有することを特徴とする電力増幅器。

【請求項 6】 請求項 5 に記載の電力増幅器において、上記調整回路は、上記直流電流調整素子と上記可変インピーダンス素子との接続点に一端が接続される第 1 抵抗素子と、その第 1 抵抗素子の他端と接地との間に接続されたキャパシタンス素子であると共に、

上記直流電流調整素子は、上記電圧印加手段に一端が接続され、上記可変インピーダンス素子に他端が接続された第 2 抵抗素子であることを特徴とする電力増幅器。

【請求項 7】 請求項 5 に記載の電力増幅器において、上記可変インピーダンス素子は、上記直流電流調整素子

にアノードが接続され、上記歪を補償する増幅段のバイポーラトランジスタのベースにカソードが接続されたダイオードであることを特徴とする電力増幅器。

【請求項 8】 請求項 5 に記載の電力増幅器において、上記可変インピーダンス素子は、上記歪を補償する増幅段のバイポーラトランジスタのベースにエミッタが接続され、上記直流電流調整素子にベースが接続されたバイポーラトランジスタであることを特徴とする電力増幅器。

【請求項 9】 請求項 5 に記載の電力増幅器において、上記可変インピーダンス素子は、上記歪を補償する増幅段のバイポーラトランジスタのベースにエミッタが接続され、上記直流電流調整素子にベースが接続された可変インピーダンス用バイポーラトランジスタであり、上記調整回路は、上記可変インピーダンス用バイポーラトランジスタのコレクタとベースとの間に接続された第 1 抵抗素子と、上記可変インピーダンス用バイポーラトランジスタのベースと接地との間に接続されたキャパシタンス素子であり、

上記直流電流調整素子は、上記電圧印加手段に一端が接続され、上記可変インピーダンス用バイポーラトランジスタのベースに他端が接続された第 2 抵抗素子であることを特徴とする電力増幅器。

【請求項 10】 請求項 5 に記載の電力増幅器において、

上記可変インピーダンス素子は、上記歪を補償する増幅段のバイポーラトランジスタのベースにエミッタが接続され、上記直流電流調整素子にベースが接続された可変インピーダンス用バイポーラトランジスタであり、

上記調整回路は、上記直流電流調整素子と上記可変インピーダンス素子との接続点に一端が接続された第 1 抵抗素子と、その第 1 抵抗素子の他端と接地との間に接続されたキャパシタンス素子であり、

上記直流電流調整素子は、上記電圧印加手段に一端が接続され、上記可変インピーダンス用バイポーラトランジスタのベースに他端が接続された第 2 抵抗素子と、上記歪を補償する増幅段のバイポーラトランジスタのベースと接地との間に接続された第 3 抵抗素子であることを特徴とする電力増幅器。

【請求項 11】 請求項 1 乃至 10 のいずれか 1 つに記載の電力増幅器を送信アンテナに信号を供給する機能ブロックに用いたことを特徴とする無線通信装置。

## 【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】この発明は、無線通信装置の送信回路等に使用され、特に低歪増幅を必要とする電力増幅器およびそれを用いた無線通信装置に関する。

【0002】

【従来の技術】近年、携帯電話等の移動体通信システムに見られるように、準マイクロ波、マイクロ波帯の無線

通信システムが急速に普及しており、これについては携帯端末の軽量化、低消費電力化が大いに寄与している。この携帯端末の軽量化のためには、使用するバッテリーをより軽量の小容量タイプにすることが効果的であるが、バッテリーを小容量タイプにすると電池切れまでの使用時間が短くなるため、送信時に携帯端末の消費電力の殆どを占める送信用電力増幅器の低消費電力化、つまり電力効率の向上が強く求められている。また、近年の QPSK (Quadrature Phase Shift Keying; 横軸位相偏移) 変調などを用いたデジタル変復調では、信号の振幅、位相の両方で情報が搬送されるため、電力増幅器は入力信号を線形増幅することが要求される。

【0003】一般に、電力増幅器においては、入力電力の増大に伴う出力電力の増大が飽和に近づくほど歪および電力効率は大きくなるため、電力効率と低歪性は相反する関係にある。

【0004】従来、電力増幅器としては、低歪動作を実現するものが特開平 10-135750 号公報に記載されている。

【0005】図 13 は上記電力増幅器の構成を示す回路図を示しており、図 13 において、101 は前段の信号増幅用バイポーラトランジスタ、102 は後段の信号増幅用バイポーラトランジスタ、103 は入力端子、104 は出力端子、105 は入力整合回路、106 は段間整合回路、107 は出力整合回路、108 は電源電圧端子、109 は前段の信号増幅用バイポーラトランジスタ 101 のベース用電源電圧端子、110 は後段の信号増幅用バイポーラトランジスタ 102 のベース用電源電圧端子である。

【0006】次に、上記構成の電力増幅器の動作について説明する。

【0007】上記電力増幅器では、低歪動作と高効率動作は前述のように相反する関係にあるが、低歪動作と高効率動作を同時に実現するために、前段のベースバイアス点を A 級または A 級に近い AB 級に設定し、後段のベースバイアス点を B 級または B 級に近い AB 級に設定する。

【0008】上記電力増幅器の利得の歪の面から動作を説明すると、前段は、A 級または A 級に近い AB 級に設定されているので、入力電力レベルが増加し飽和電力に近づくとも利得は減少する一方、後段は、B 級または B 級に近い AB 級に設定されているので、入力電力レベルが増加すると利得が増加するという現象が発生する。このように、振幅歪特性が前後の増幅段で逆の特性であるため、この振幅歪特性を適切に制御することにより、電力効率への影響を小さくしつつ電力増幅器全体の歪特性を最適に調整する。上記電力増幅器の各段の歪特性は、各段のベースバイアス点を変化させることで微妙に調整することができる。特に、後段はベースバイアス点が B 級または B 級に近い AB 級であるため、ベースバイアス点

の変化に対する歪特性の変化が大きい。したがって、電力増幅器全体の歪特性の調整は、主に後段が利用される。

【0009】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、上記電力増幅器では、ベースバイアス点を変化させて歪特性の調整を行うので、歪調整と同時に利得が変化してしまうという問題がある。

【0010】そこで、この発明の目的は、利得を変化させることなく、簡単な構成で歪調整ができる高効率で低歪な電力増幅器およびそれを用いた無線通信装置を提供することにある。

【0011】

【課題を解決するための手段】上記目的を達成するため、この発明の電力増幅器は、増幅素子としてトランジスタが用いられた複数の増幅段からなる電力増幅器において、上記複数の増幅段のうちの少なくとも 1 つの増幅段の歪を補償する歪補償回路を備え、上記歪補償回路により歪が補償される増幅段と上記歪補償回路による歪の補償がされない他の増幅段では、入力電力レベルに対する振幅または位相の少なくとも一方の依存特性が逆であることを特徴としている。

【0012】上記構成の電力増幅器によれば、例えば、上記歪補償回路による歪の補償がされない他の増幅段のベースバイアス点を A 級または A 級に近い AB 級に設定し、上記歪補償回路により歪が補償される増幅段のベースバイアス点を B 級または B 級に近い AB 級に設定する。そうして、この電力増幅器の歪特性を振幅歪の観点から説明すると、歪補償回路のない増幅段は、A 級または A 級に近い AB 級に設定されているので、入力電力レベルが増加して飽和電力に近づくとも利得は減少するという特性を有する一方、歪補償回路のある増幅段は、B 級または B 級に近い AB 級に設定されているので、入力電力レベルが増加すると利得が増加するという特性を有する。すなわち、歪補償回路のある増幅段と歪補償回路のない増幅段において入力電力レベルに対する振幅の依存特性が逆となる。したがって、上記歪補償回路のある増幅段の振幅歪特性を最適に調整することによって、歪補償回路のない増幅段の振幅歪を相殺できる。また、上記歪補償回路のある増幅段と上記歪補償回路のない増幅段において入力電力レベルに対する位相の依存特性が逆である場合、上記歪補償回路のない増幅段の位相歪を相殺するように、歪補償回路のある増幅段の位相歪特性を最適に調整できる。なお、トランジスタは、バイポーラトランジスタや電界効果トランジスタでもよい。

【0013】また、この発明の電力増幅器は、増幅素子としてバイポーラトランジスタが用いられた複数の増幅段からなる電力増幅器において、上記複数の増幅段のうちの少なくとも 1 つの増幅段の歪を補償する歪補償回路を備え、上記歪補償回路が、上記歪を補償する増幅段の

## 5

バイポーラトランジスタ用のバイアス回路の機能を兼ねていることを特徴としている。

【0014】上記構成の電力増幅器によれば、上記歪補償回路により増幅段の振幅または位相の少なくとも一方を補正することによって、この電力増幅器全体の歪特性を補償することができる。例えば、1または2以上の増幅段(全ての増幅段でもよい)に歪補償回路を備えて、各歪補償回路によりこの電力増幅器全体の歪特性が補償されるようにする。さらに、上記歪補償回路が上記歪を補償する増幅段のバイポーラトランジスタのバイアス回路を兼ねているので、バイアス回路を別途作成する必要がないと共に、歪補償回路挿入による電力増幅器の特性悪化やチップ面積の増大を招かない。

【0015】また、この発明の電力増幅器は、増幅素子としてバイポーラトランジスタが用いられた複数の増幅段からなる電力増幅器において、上記複数の増幅段のバイポーラトランジスタの各ベースに電圧を印加するための電圧印加手段と、上記複数の増幅段のうちの少なくとも1つの増幅段の歪を補償する歪補償回路とを備え、上記歪補償回路が、上記電圧印加手段と上記歪を補償する増幅段のバイポーラトランジスタのベースとの間に接続された可変インピーダンス素子を有することを特徴としている。

【0016】上記構成の電力増幅器によれば、上記歪補償回路に、入力電力レベルの増大と共にインピーダンスまたは直流抵抗成分が変化する可変インピーダンス素子を用いて、その可変インピーダンス素子のインピーダンスの変化により、歪補償回路の伝達特性を変化させる一方、可変インピーダンス素子の直流抵抗成分の変化により、入力電力レベルの増大と共に動作級を変化させる。その結果、上記入力電力レベルに応じて歪補償回路のある増幅段の歪特性(振幅歪、位相歪)に影響を与えることができる。例えば歪特性を利得の歪で考えた場合、無信号時の動作級を変化させることなく利得の変化量を促進することも抑制することもできる。したがって、利得劣化を起こすことなく、歪補償回路のない増幅段の歪を相殺するように、歪補償回路のある増幅段の歪特性を最適に調整することができる。

【0017】また、一実施形態の電力増幅器は、上記歪補償回路が、上記歪を補償する増幅段のバイポーラトランジスタから上記可変インピーダンス素子側を見たときのインピーダンス特性のリアクタンス成分または抵抗成分の少なくとも一方を調整するための調整回路を有することを特徴としている。

【0018】上記実施形態の電力増幅器によれば、上記歪補償回路の伝達特性は、可変インピーダンス素子に接続された調整回路によって調整することができる。

【0019】また、一実施形態の電力増幅器は、上記歪補償回路が、上記歪を補償する増幅段のバイポーラトランジスタのベースに流れるバイアス電流を調整するため

## 6

の直流電流調整素子を有することを特徴としている。

【0020】上記実施形態の電力増幅器によれば、上記歪補償回路により歪が補償される増幅段の動作級変化は、直流電流調整素子によって調整することができる。

【0021】また、一実施形態の電力増幅器は、上記調整回路が、上記直流電流調整素子と上記可変インピーダンス素子との接続点に一端が接続される第1抵抗素子と、その第1抵抗素子の他端と接地との間に接続されたキャパシタンス素子であると共に、上記直流電流調整素子が、上記電圧印加手段に一端が接続され、上記可変インピーダンス素子に他端が接続された第2抵抗素子であることを特徴としている。

【0022】上記実施形態の電力増幅器によれば、上記直流電流調整素子と上記可変インピーダンス素子との接続点に一端が接続される第1抵抗素子の抵抗値を調整し、上記2抵抗素子の他端と接地との間に接続されたキャパシタンス素子の容量を調整することによって、可変インピーダンス素子のインピーダンスまたは直流抵抗成分を容易に変えることができる。また、上記電圧印加手段に一端が接続され、上記可変インピーダンス素子に他端が接続された第2抵抗素子の抵抗値を調整することによって、上記歪補正回路により歪特性が補正される増幅段の動作級を容易に変えることができる。

【0023】また、一実施形態の電力増幅器は、上記可変インピーダンス素子が、上記直流電流調整素子にアノードが接続され、上記歪を補償する増幅段のバイポーラトランジスタのベースにカソードが接続されたダイオードであることを特徴としている。

【0024】上記実施形態の電力増幅器によれば、上記直流電流調整素子にアノードが接続され、上記歪を補償する増幅段のバイポーラトランジスタのベースにカソードが接続されたダイオードにより上記可変インピーダンス素子を構成して、ダイオードを順方向にバイアスすることによって、ダイオードに流れる電流が大きくなるほどダイオードの等価抵抗値が小さくなる一方、入力電力レベルが大きくなるほど、上記歪を補償する増幅段のバイポーラトランジスタのベース電流が大きくなる。したがって、入力電力レベルが大きくなるほど、ダイオードの等価抵抗値は小さくなり、入力電力レベルの増大と共に上記歪を補償する増幅段の動作級を容易に変化させることができる。

【0025】また、一実施形態の電力増幅器は、上記可変インピーダンス素子が、上記歪を補償する増幅段のバイポーラトランジスタのベースにエミッタが接続され、上記直流電流調整素子にベースが接続されたバイポーラトランジスタであることを特徴としている。

【0026】上記実施形態の電力増幅器によれば、上記歪を補償する増幅段のバイポーラトランジスタのベースにエミッタが接続され、上記直流電流調整素子にベースが接続されたバイポーラトランジスタにより上記可変イ

ンピーダンス素子を構成することによって、可変インピーダンス素子の両端電圧の依存特性と増幅段のバイポーラトランジスタのベースエミッタ間電圧の依存特性とが同じ特性となり、広範囲の入力電力レベルにおける歪補償に効果的である。

【0027】また、一実施形態の電力増幅器は、上記可変インピーダンス素子が、上記歪を補償する増幅段のバイポーラトランジスタのベースにエミッタが接続され、上記直流電流調整素子にベースが接続された可変インピーダンス用バイポーラトランジスタであり、上記調整回路が、上記可変インピーダンス用バイポーラトランジスタのコレクタとベースとの間に接続された第1抵抗素子と、上記可変インピーダンス用バイポーラトランジスタのベースと接地との間に接続されたキャパシタンス素子であり、上記直流電流調整素子が、上記電圧印加手段に一端が接続され、上記可変インピーダンス用バイポーラトランジスタのベースに他端が接続された第2抵抗素子であることを特徴としている。

【0028】上記実施形態の電力増幅器によれば、上記可変インピーダンス用バイポーラトランジスタのコレクタエミッタ間にも電圧が印加され、その電圧は第1抵抗素子によって調整することができるので、可変インピーダンス用バイポーラトランジスタの可変インピーダンス素子としての特性自身を調整することができる。

【0029】また、一実施形態の電力増幅器は、上記可変インピーダンス素子が、上記歪を補償する増幅段のバイポーラトランジスタのベースにエミッタが接続され、上記直流電流調整素子にベースが接続された可変インピーダンス用バイポーラトランジスタであり、上記調整回路が、上記直流電流調整素子と上記可変インピーダンス素子との接続点に一端が接続された第1抵抗素子と、その第1抵抗素子の他端と接地との間に接続されたキャパシタンス素子であり、上記直流電流調整素子が、上記電圧印加手段に一端が接続され、上記可変インピーダンス用バイポーラトランジスタのベースに他端が接続された第2抵抗素子と、上記歪を補償する増幅段のバイポーラトランジスタのベースと接地との間に接続された第3抵抗素子であることを特徴としている。

【0030】上記実施形態の電力増幅器によれば、上記歪を補償する増幅段のバイポーラトランジスタのベースバイアス点は、第2抵抗素子と第3抵抗素子との抵抗値の比率で決定される。したがって、第2抵抗素子によって適切な歪特性に調整した後、第3抵抗素子によってベースバイアス電圧を調整することができる。

【0031】また、この発明の無線通信装置は、上記電力増幅器を送信アンテナに信号を供給する機能ブロックに用いたことを特徴としている。

【0032】上記無線通信装置によれば、上記電力増幅器を使用することによって、無線通信装置の送信時の特性を高効率かつ低歪にすることができ、小型化を図るこ

とができる。

【0033】

【発明の実施の形態】以下、この発明の電力増幅器および無線通信装置を図示の実施の形態により詳細に説明する。

【0034】（第1実施形態）図1はこの発明の第1実施形態の電力増幅器の構成を示す回路図である。この電力増幅器は、可変インピーダンス素子、調整回路および直流電流調整素子を除き図13に示す従来の電力増幅器と同一の構成をしており、同一構成部は同一参照番号を付している。

【0035】図1において、101は前段の信号増幅用バイポーラトランジスタ、102は後段の信号増幅用バイポーラトランジスタ、103は入力端子、104は出力端子、105は上記入力端子103と前段の信号増幅用バイポーラトランジスタ101のベースとの間に接続された入力整合回路、106は上記前段の信号増幅用バイポーラトランジスタ101のコレクタと後段の信号増幅用バイポーラトランジスタ102のベースとの間に接続された段間整合回路、107は上記後段の信号増幅用バイポーラトランジスタ102のコレクタと出力端子104との間に接続された出力整合回路、108は上記信号増幅用バイポーラトランジスタ101、102のコレクタに接続された電源電圧端子、109は前段の信号増幅用バイポーラトランジスタ101のベースに接続されたベースバイアス用の電源電圧端子である。また、上記電力増幅器は、後段の信号増幅用バイポーラトランジスタ102のベースに可変インピーダンス素子2の一端を接続し、その可変インピーダンス素子2の他端に第1抵抗素子としての抵抗4の一端を接続し、その抵抗4の他端と接地との間にキャパシタ5を接続している。上記抵抗4とキャパシタ5で調整回路21を構成している。また、上記可変インピーダンス素子2の他端とベースバイアス用の電圧印加手段としての電源電圧端子1との間に第2抵抗素子としての抵抗3を接続している。上記抵抗3で直流電流調整素子22を構成している。上記可変インピーダンス素子2、調整回路21および直流電流調整素子22によって、歪補償回路兼ベースバイアス回路を構成している。

【0036】上記構成の電力増幅器において、前段のベースバイアス点をA級またはA級に近いAB級に設定し、後段のベースバイアス点をB級またはB級に近いAB級に設定している。前後の増幅段の歪特性を利得の歪の側面から説明すると、前段は、A級またはA級に近いAB級に設定されているので、入力電力レベルが増加して飽和電力に近づくると利得が減少する一方、後段は、B級またはB級に近いAB級に設定されているので、入力電力レベルが増加すると利得が増加する現象が発生する。

【0037】次に、後段の歪特性の調整について、まず

高周波特性の観点から説明する。

【0038】上記電源電圧端子1のインピーダンスが無  
限大の場合、調整回路21のインピーダンスを $Z_c$ と

$$S_{BA} = 2 / \{ 1 / (Z_c + Z_d) + 2 \} \quad \dots\dots\dots (1)$$

で表される。さらに、A点から前段側をみたインピーダ  
ンスを $Z_a$ とすると、B点から前段側をみたインピーダ

$$Z_b = 1 / \{ 1 / Z_a + 1 / (Z_c + Z_d) \} \quad \dots\dots\dots (2)$$

で表される。

【0039】そして、入力電力レベルの変化と共に、可  
変インピーダンス素子2のインピーダンス $Z_d$ が変化  
し、伝達特性 $S_{BA}$ およびインピーダンス $Z_b$ が変化す  
る。このとき、可変インピーダンス素子2を決定し、イン  
ピーダンス $Z_d$ の非線形特性を固定しても、調整回路  
21のインピーダンス $Z_c$ の値によって伝達特性 $S_{BA}$ お  
よびインピーダンス $Z_b$ を調整することができる。

【0040】以上のようにして、前段の歪特性を相殺す  
るようにA点以降の後段の歪特性を調整し、電力増幅器  
全体の歪特性を最適に制御することができる。このと  
き、伝達特性 $S_{BA}$ およびインピーダンス $Z_b$ は複素数な  
ので、振幅歪および位相歪の両方に効果がある。

$$V_{be} = V_{bb} - (R_{dc} + R_d) I_b \quad \dots\dots\dots (3)$$

後段は、B級またはB級に近いAB級にバイアスしてい  
るので、入力電力レベルの増大と共にベース電流 $I_b$ が  
増大してくる。一方、この第1実施形態においては、直  
流抵抗成分 $R_d$ は、入力電力レベルの増大と共に減少す  
るようにする。上記式(3)において、入力電力レベルの

$$\Delta V_{be} = -(R_{dc} + R_d) \Delta I_b - (I_b + \Delta I_b) \Delta R_d \quad \dots\dots\dots (4)$$

である。上述したように、入力電力レベルが増大した場  
合、

$$\Delta I_b > 0$$

$$\Delta R_d < 0$$

である。また、抵抗値 $R_{dc}$ 、直流抵抗成分 $R_d$ 、ベース  
電流 $I_b$ は正数なので、式(4)の第1項の

$$-(R_{dc} + R_d) \Delta I_b$$

は負数であり、式(4)の第2項の

$$-(I_b + \Delta I_b) \Delta R_d$$

は正数である。

【0043】したがって、式(4)の右辺の各変数の値を  
適切に選ぶことによって、 $\Delta V_{be}$ を正数にすることがで  
けるので、入力電力レベルの増大に伴い、ベース電圧 $V_{be}$   
の増加すなわち動作級のA級の方へ移動が発生  
し、利得が増加する現象を促進する。その結果、入力電  
力レベルによって動作級が動かない従来の電力増幅器に  
比べて、無信号時の動作級がよりA級に近い状態で、従  
来の電力増幅器と同じ振幅歪特性を得ることができるの  
で、利得増加を図ることができる。さらに、可変インピ  
ーダンス素子2を決定し、その非線形特性 $\Delta R_d$ を固定  
しても、式(4)からわかるように、抵抗3の抵抗値 $R_{dc}$   
を変えることによって $\Delta V_{be}$ を制御することができるの  
で、無信号時に動作級を変えることなく、歪特性を変化

し、可変インピーダンス素子2のインピーダンスを $Z_d$   
とすると、図1に示すAB間の伝達特性 $S_{BA}$ (Sパラメ  
ータの順方向伝達特性)は、

ンス $Z_b$ 、すなわち後段の信号増幅用バイポーラトラン  
ジスタ102の信号源インピーダンスは、

【0041】次に、後段の歪特性の調整について、直流  
特性の観点から説明する。

【0042】上記可変インピーダンス素子2の直流抵抗  
成分を $R_d$ とすると、可変インピーダンス素子2の両端  
の電位差に従って、直流抵抗成分 $R_d$ は変化する。上記  
可変インピーダンス素子2としてダイオードを使用した  
場合は、両端の電位差の増加につれて直流抵抗成分 $R_d$   
が減少するという特性を有する。上記抵抗3の抵抗値を  
 $R_{dc}$ 、電源電圧端子1の電圧を $V_{bb}$ 、信号増幅用バイポ  
ーラトランジスタ102のベース電流を $I_b$ とすると、  
信号増幅用バイポーラトランジスタ102のベース電圧  
 $V_{be}$ は、次式のように表される。

変化と共に変化する変数 $V_{be}$ 、直流抵抗成分 $R_d$ およびベ  
ース電流 $I_b$ の変化前の値をベース電圧 $V_{be}$ 、直流抵抗  
成分 $R_d$ およびベース電流 $I_b$ 、その後の変化度合いを $\Delta$   
 $V_{be}$ 、 $\Delta R_d$ および $\Delta I_b$ とすると、

させることができる。このようにして、前段の歪特性を  
相殺するようにA点以降の後段の歪特性を調整し、電力  
増幅器全体の歪特性を最適に制御することができる。

【0044】以上のように、前段の特性を相殺するよう  
に後段の歪特性を調整することによって、電力増幅器全  
体の歪特性を最適に制御でき、かつ、無信号時の動作級  
を変えることなく歪特性を制御することができるので、  
利得劣化を防止することができる。また、歪補償回路が  
バイアス回路を兼ねているので、バイアス回路を別に設  
ける必要がないと共に、歪補償回路の挿入による特性悪  
化を防止でき、小型化を達成できる。

【0045】(第2実施形態)図2はこの発明の第2実  
施形態の電力増幅器の構成を示す回路図である。この電  
力増幅器は、図2に示すように、第1実施形態の図1に  
示す電力増幅器の可変インピーダンス素子2の代わりに  
可変インピーダンス用ダイオード6を使用したものであ  
り、可変インピーダンス素子を除き第1実施形態の電力  
増幅器と同一の構成をしており、同一構成部は同一参照  
番号を付して説明を省略する。

【0046】この電力増幅器では、可変インピーダンス  
用ダイオード6は、順方向にバイアスされている。この  
場合、可変インピーダンス用ダイオード6の等価抵抗値  
は、可変インピーダンス用ダイオード6に流れる電流が

大きくなるほど小さくなる一方、入力電力レベルが大きくなるほど、信号増幅用バイポーラトランジスタ 102 のベース電流は大きくなる。したがって、入力電力レベルが大きくなるほど、可変インピーダンス用ダイオード 6 の等価抵抗値は小さくなる。その結果、上記式(4)に示される信号増幅用バイポーラトランジスタ 102 のベースエミッタ間電圧の変化量  $\Delta V_{be}$  を正数にすることができる。

【0047】この第2実施形態は、第1実施形態と同様の効果を有する。

【0048】(第3実施形態)図3は、この発明の第3実施形態の電力増幅器の構成を示す回路図である。この電力増幅器は、図3に示すように、可変インピーダンス素子としてバイポーラトランジスタのベースエミッタダイオードで実現したものであり、可変インピーダンス素子を除き第1実施形態の電力増幅器と同一の構成をしており、同一構成部は同一参照番号を付して説明を省略する。

【0049】図3に示すように、上記可変インピーダンス用バイポーラトランジスタ7のコレクタは使用しない。上記可変インピーダンス素子として増幅段の信号増幅用バイポーラトランジスタ102と同種類のバイポーラトランジスタを用いるため、可変インピーダンスの両端電圧の依存特性と増幅用バイポーラトランジスタのベースエミッタ間電圧の依存特性とが同じ特性となり、広範囲の入力電力レベルでの歪補償に効果的である。

【0050】図4は、上記信号増幅用バイポーラトランジスタ102の出力電力に対するベースエミッタ間電圧  $V_{be}$  の変化をシミュレーションした結果を示す図である。また、図5は、信号増幅用バイポーラトランジスタ102の出力電力に対するベース電流  $I_b$  の変化をシミュレーションした結果を示す図である。さらに、図6は、信号増幅用バイポーラトランジスタ102の出力電力に対するベースエミッタダイオード(可変インピーダンス用バイポーラトランジスタ7)の直流抵抗成分  $R_d$  の変化をシミュレーションした結果を示す図である。なお、図4、図5および図6のシミュレーションは、市販のハーモニックバランスシミュレーターを使用した。

【0051】図4、図5および図6において、バイポーラトランジスタは、AlGaAs/GaAs HBT (Heterojunction Bipolar Transistor:ヘテロ接合バイポーラトランジスタ)をEbers-Mollモデルでモデル化したものを使用し、信号増幅用バイポーラトランジスタ102のエミッタ面積を  $6.4 \mu m \times 80 \mu m \times 3$  とし、可変インピーダンス用バイポーラトランジスタ7のエミッタ面積を  $6.4 \mu m \times 40 \mu m \times 1$  とした。図5、図6から分かるように、出力電力の増大と共に、直流抵抗成分  $R_d$  が減少し、ベース電流  $I_b$  が増加しているので、上記式(4)において示したように、 $\Delta V_{be} > 0$  のための条件

$$\Delta I_b > 0$$

$$\Delta R_d < 0$$

を満たすことができ、実際、図4に示したように出力電力の増大と共にベース電圧  $V_{be}$  は増大している。

【0052】また、図7は、直流電流調整素子22の抵抗3の抵抗値  $R_{dc}$  を変化させた場合の電力増幅器全体の利得の変化をシミュレーションした結果を示している。ここで、前段の信号増幅用バイポーラトランジスタ101は、同様にHBTモデルを用い、エミッタ面積を  $6.4 \mu m \times 20 \mu m \times 4$  として、抵抗値  $R_{dc}$  の変化に対して無信号時コレクタ電流が等しくなるようにベース電圧を調整している。図7に示すように、抵抗値  $R_{dc}$  によって振幅歪特性が制御できる。

【0053】次に、図8は、調整回路21のキャパシタ5の容量を変化させた場合の電力増幅器全体の利得の変化をシミュレーションした結果を示している。このときのシミュレーション条件は図7の場合と同様である。上記キャパシタ5によっても振幅歪特性が制御できている。

【0054】以上のように、第1実施形態における基本概念を具体的回路にて実現できる。なお、この第3実施形態では、可変インピーダンス素子として、可変インピーダンス用バイポーラトランジスタ7のベースエミッタダイオードを使用した。バイポーラトランジスタのエミッタをオープンにしたベースコレクタダイオードを使用してもよい。

【0055】(第4実施形態)図9は、この発明の第4実施形態の電力増幅器の構成を示す回路図である。この電力増幅器は、可変インピーダンス素子、調整回路を除き第1実施形態の電力増幅器と同一の構成をしており、同一構成部は同一参照番号を付して説明を省略する。

【0056】図9に示すように、この電力増幅器は、後段の信号増幅用バイポーラトランジスタ102のベースに可変インピーダンス用バイポーラトランジスタ7のエミッタを接続し、その可変インピーダンス用バイポーラトランジスタ7のコレクタとベースとの間に第1抵抗素子としての抵抗8を接続し、さらに、可変インピーダンス用バイポーラトランジスタ7のベースと接地との間にキャパシタ5を接続している。上記抵抗8とキャパシタ5で調整回路25を構成している。また、上記可変インピーダンス用バイポーラトランジスタ7のベースとベースバイアス用の電源電圧端子1との間に第2抵抗素子としての抵抗3を接続している。上記抵抗3で直流電流調整素子22を構成している。上記可変インピーダンス用バイポーラトランジスタ77、調整回路21および直流電流調整素子22によって、歪補償回路兼ベースバイアス回路を構成している。

【0057】このように、上記電力増幅器は、図9に示すように、第3実施形態の図3に示す電力増幅器において、抵抗4の代わりに、可変インピーダンス用バイポー



ラトランジスタ 7 のベースコレクタ間に抵抗 8 を挿入したものである。この場合、可変インピーダンス用バイポーラトランジスタ 7 のコレクターエミッタ間にも電圧が印加され、その電圧は抵抗 8 によって調整することができるので、可変インピーダンス用バイポーラトランジスタ 7 の可変インピーダンス素子としての特性自身を調整することができる。

【0058】なお、この第 4 実施形態では、抵抗 3 およびキャパシタ 5 の接続点を可変インピーダンス用バイポーラトランジスタ 7 のベースに接続したが、コレクタに接続してもよい。

【0059】(第 5 実施形態) 図 10 は、この発明の第 5 実施形態の電力増幅器の構成を示す回路図である。この電力増幅器は、直流電流調整素子を除き第 3 実施形態の図 3 に示す電力増幅器と同一の構成をしており、同一構成部は同一参照番号を付して説明を省略する。

【0060】図 10 に示すように、第 1 の直流電流調整素子 2a である第 2 抵抗素子としての抵抗 3 に加えて、信号増幅用バイポーラトランジスタ 102 のベースと接地との間に、第 2 の直流電流調整素子 2b である第 3 抵抗素子としての抵抗 9 を接続している。この場合、信号増幅用バイポーラトランジスタ 102 のベースバイアス点は、抵抗 3 と抵抗 9 の抵抗値の比率で決定される。したがって、抵抗 3 によって適切な歪特性に調整した後、抵抗 9 によってベースバイアス電圧を調整することができる。

【0061】(第 6 実施形態) 図 11 は、この発明の第 6 実施形態の電力増幅器の構成を示す回路図である。この電力増幅器は、前段の可変インピーダンス素子、調整回路および直流電流調整素子を除き第 1 実施形態の図 1 に示す電力増幅器と同一の構成をしており、同一構成部は同一参照番号を付して説明を省略する。

【0062】図 11 において、11 は前段の信号増幅用バイポーラトランジスタ 102 のベースバイアス用の電圧印加手段としての電源電圧端子、12 は入力電力レベルと共に特性の変化する可変インピーダンス素子、23 は抵抗 14 およびキャパシタ 15 の直列接続で構成された調整回路、24 は抵抗 13 で構成された直流電流調整素子である。上記可変インピーダンス素子 12、調整回路 23 および直流電流調整素子 24 によって、歪補償回路兼ベースバイアス回路を構成している。

【0063】上記式(4)から分かるように、抵抗値  $R_{dc}$  (前段では抵抗 13 の抵抗値、後段では抵抗 3 の抵抗値) の大きさにより信号増幅用バイポーラトランジスタ 101 または 102 のベースエミッタ間電圧の変動  $\Delta V_{be}$  を制御できるが、抵抗値  $R_{dc}$  を小さくすれば  $\Delta V_{be}$  は正数に、大きくすれば負数になる。したがって、前段が A 級または A 級に近い A B 級、かつ、後段が B 級または B 級に近い A B 級の場合であっても、前後の増幅段共に B 級または B 級に近い A B 級の場合であっても、抵抗 13 ま

たは抵抗 3 の大きさを適切に調整することによって、前後の増幅段の歪特性を相殺するように互いに調整することができる。その結果、電力増幅器全体の歪特性をより最適に調整することができる。また、前後の増幅段共に B 級に近い動作級を選択することによって、電力効率をさらに向上できる。

【0064】(第 7 実施形態) 図 12 は、この発明の第 7 実施形態の電力増幅器を用いた無線通信装置の構成を示す回路ブロック図である。

【0065】この無線通信装置 30 は、図 12 に示すように、アンテナ 31 と、上記アンテナ 31 が接続されたアンテナ共用器 32 と、上記アンテナ共用器 32 の出力端子に接続された受信回路 33 と、上記アンテナ共用器 32 の入力端子に接続された送信回路 34 と、上記受信回路 33 からの受信信号を受け、変復調器やベースバンド回路を有する回路ブロック 35 と、上記回路ブロック 35 からの送信信号を受ける前段回路 37 と、上記前段回路 37 からの送信信号を増幅して、アンテナ共用器 32 に出力する電力増幅器 36 とを有している。上記電力増幅器 36 と前段回路 37 で機能ブロックとしての送信回路 34 を構成している。

【0066】上記電力増幅器 36 に第 1 ～ 第 6 実施形態の電力増幅器を使用することによって、無線通信装置 30 の送信時の特性を高効率かつ低歪にすることができ、小型化を図ることができる。

【0067】この第 7 実施形態では、2 段構成の電力増幅器にて説明したが、3 段以上の多段構成の電力増幅器においても、以上説明した歪補償回路を 1 箇所以上で使用するにより同様の効果を得ることができる。

【0068】上記第 1 ～ 第 6 実施形態では、可変インピーダンス素子、調整回路および直流電流調整素子を有する歪補償回路を備えた電力増幅器について説明したが、可変インピーダンス素子、調整回路および直流電流調整素子のうちの少なくとも可変インピーダンス素子を有する歪補償回路を備えた電力増幅器にこの発明を適用してもよい。

【0069】また、上記第 1 ～ 第 6 実施形態では、増幅素子としてバイポーラトランジスタを用いた 2 つの増幅段からなる電力増幅器について説明したが、3 以上の増幅段からなる電力増幅器にこの発明を適用してもよい。また、増幅素子としてバイポーラトランジスタ以外の電界効果トランジスタを用いた電力増幅器にこの発明を適用してもよい。

【0070】

【発明の効果】以上より明らかなように、この発明の電力増幅器によれば、利得を変化させることなく、広範囲の入力電力レベルにおいて歪調整を最適に制御することが可能となり、簡単な構成で歪調整ができる高効率で低歪な電力増幅器を実現することができる。また、歪補償回路挿入による特性悪化を防止でき、小型化を達成する

ことが可能となる。

【0071】また、この発明の電力増幅器を用いた無線通信装置によれば、送信時の特性を高効率かつ低歪にすることができ、小型化を図ることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】 図1はこの発明の第1実施形態の電力増幅器の構成を示す回路図である。

【図2】 図2はこの発明の第2実施形態の電力増幅器の構成を示す回路図である。

【図3】 図3はこの発明の第3実施形態の電力増幅器の構成を示す回路図である。 10

【図4】 図4は上記電力増幅器の信号増幅用バイポーラトランジスタの出力電力に対するベースエミッタ間電圧の依存性を示す図である。

【図5】 図5は上記電力増幅器の信号増幅用バイポーラトランジスタの出力電力に対するベース電流の依存性を示す図である。

【図6】 図6は上記電力増幅器の信号増幅用バイポーラトランジスタの出力電力に対する可変インピーダンス素子用バイポーラトランジスタのベースエミッタダイオードの直流抵抗成分の依存性を示す図である。 20

【図7】 図7は上記電力増幅器の直流電流調整素子の抵抗の値を変化させた場合の電力増幅器の振幅歪特性を示す図である。

【図8】 図8は上記電力増幅器の調整回路のキャパシタの値を変化させた場合の電力増幅器の振幅歪特性を示す図である。

【図9】 図9はこの発明の第4実施形態の電力増幅器の構成を示す回路図である。

【図10】 図10はこの発明の第5実施形態の電力増幅器の構成を示す回路図である。 30

【図11】 図11はこの発明の第6実施形態の電力増幅器の構成を示す回路図である。

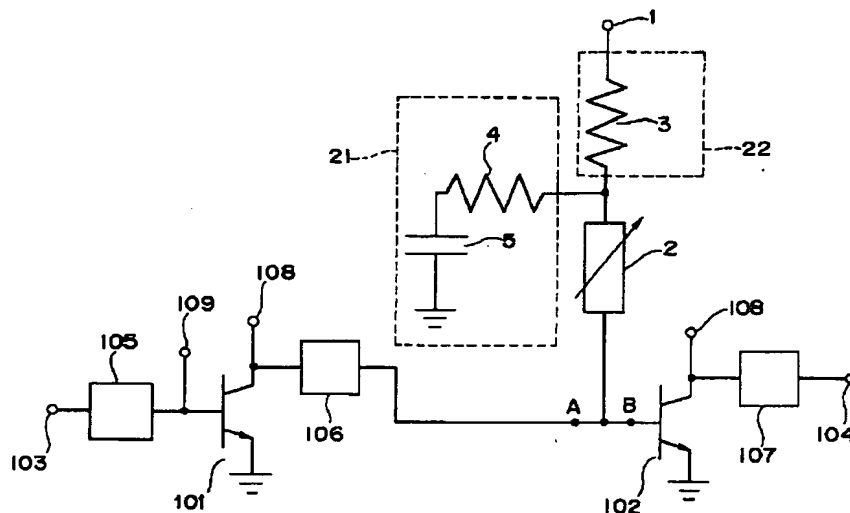
【図12】 図12はこの発明の第7実施形態の電力増幅器を用いた無線通信装置の回路ブロック図である。

【図13】 図13は従来の電力増幅器の構成を示す回路図である。

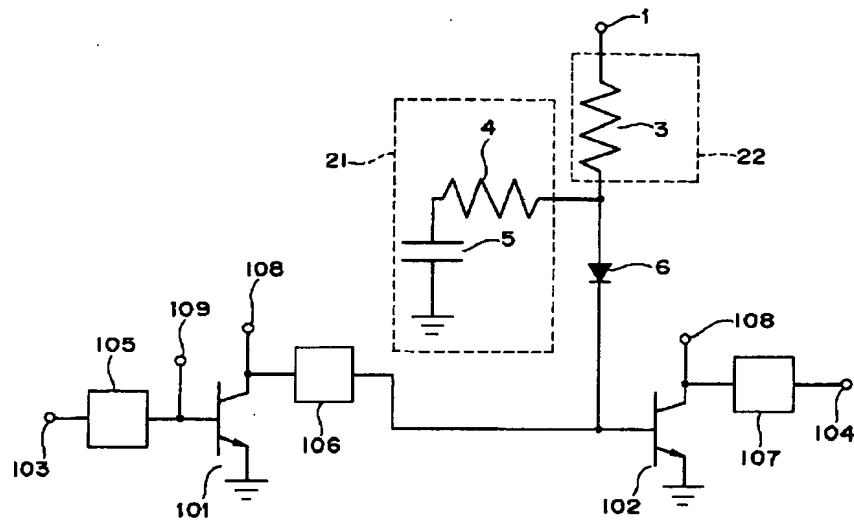
【符号の説明】

1, 11, 108, 109, 110…電源電圧端子、  
2, 12…可変インピーダンス素子、  
3, 9, 13…直流電流調整素子用の抵抗、  
5, 15…調整回路用のキャパシタ、  
4, 8, 9, 14…調整回路用の抵抗、  
6…可変インピーダンス用ダイオード、  
7…可変インピーダンス用バイポーラトランジスタ、  
21, 23, 25…調整回路、  
22, 24…直流電流調整素子、  
30…無線通信装置、  
31…アンテナ、  
32…アンテナ共用器、  
33…受信装置、  
34…送信装置、  
35…回路ブロック、  
36…電力増幅器、  
37…前段回路、  
101, 102…信号増幅用バイポーラトランジスタ、  
103…入力端子、  
104…出力端子、  
105…入力整合回路、  
106…段間整合回路、  
107…出力整合回路。

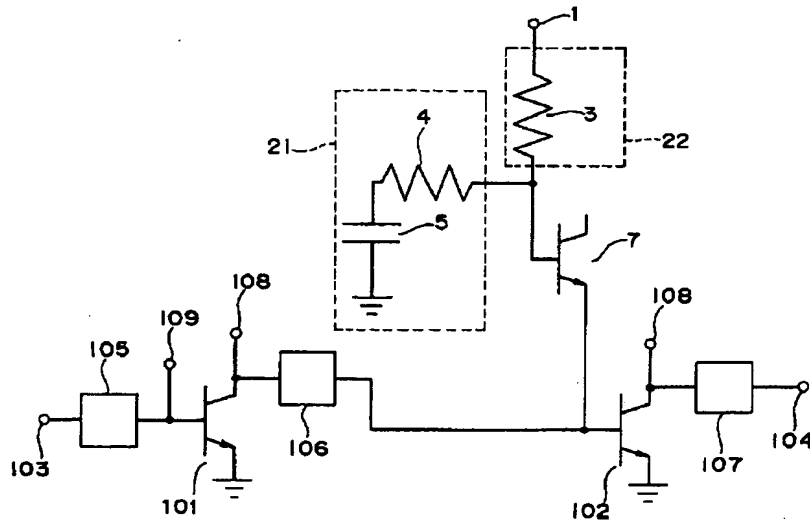
【図1】



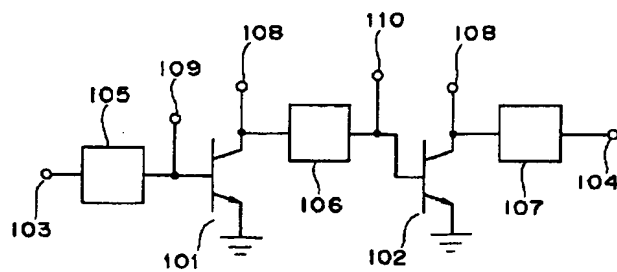
【図 2】



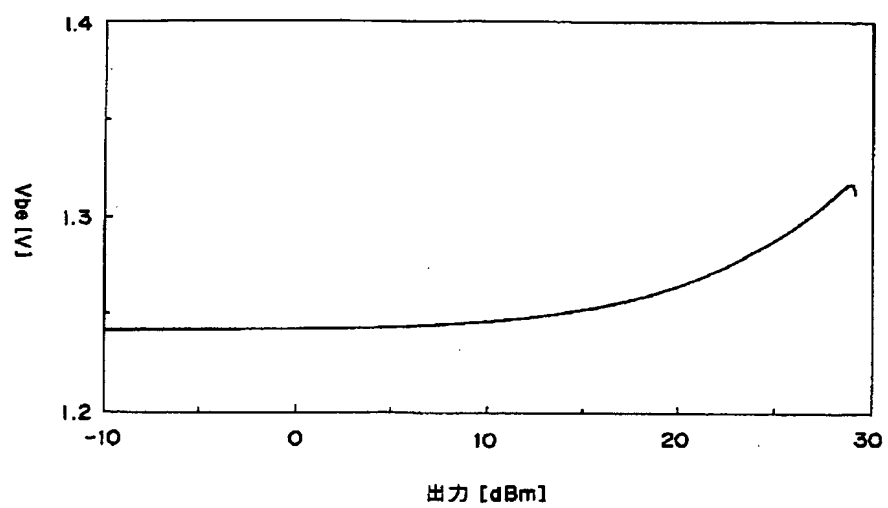
【図 3】



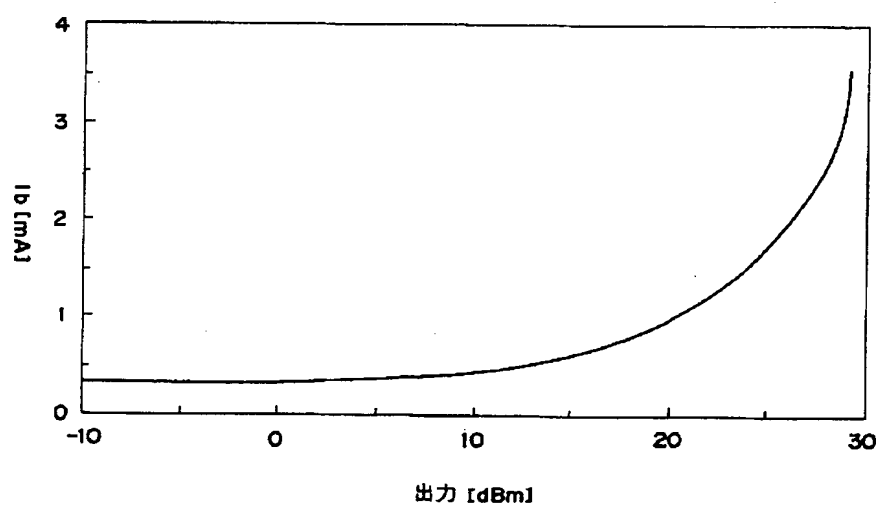
【図 13】



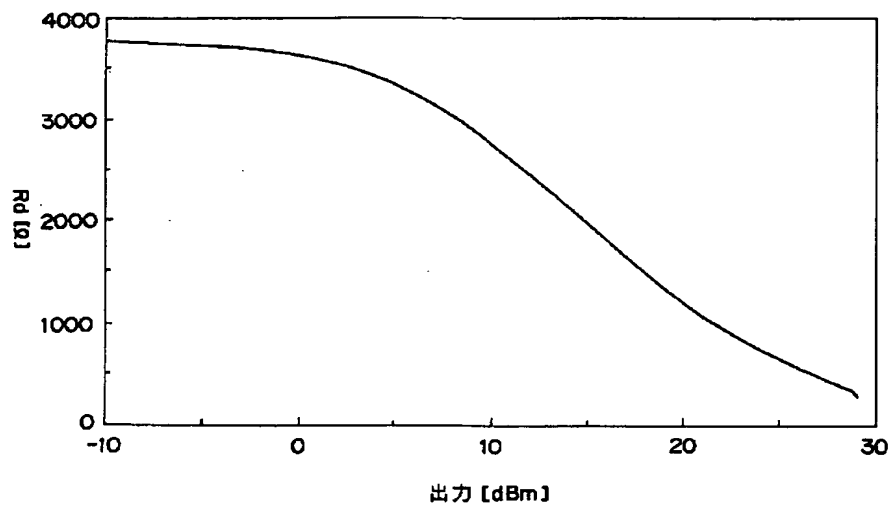
【図 4】



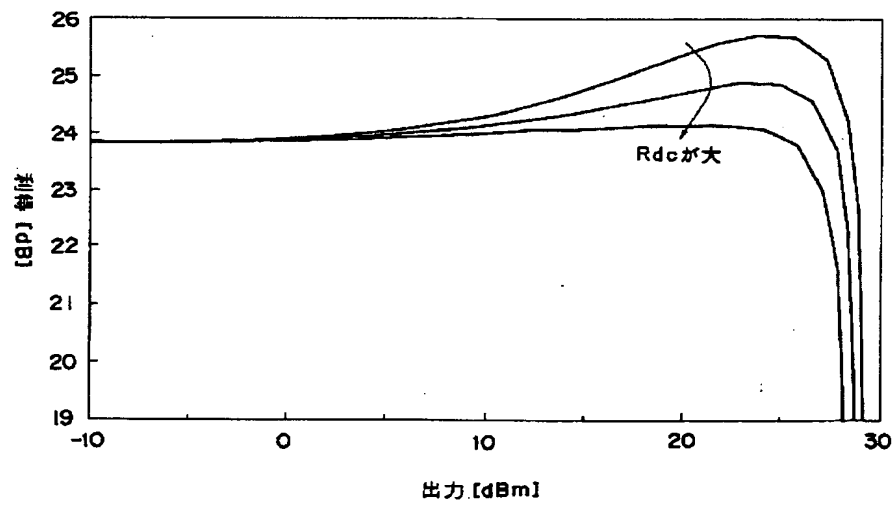
【図 5】



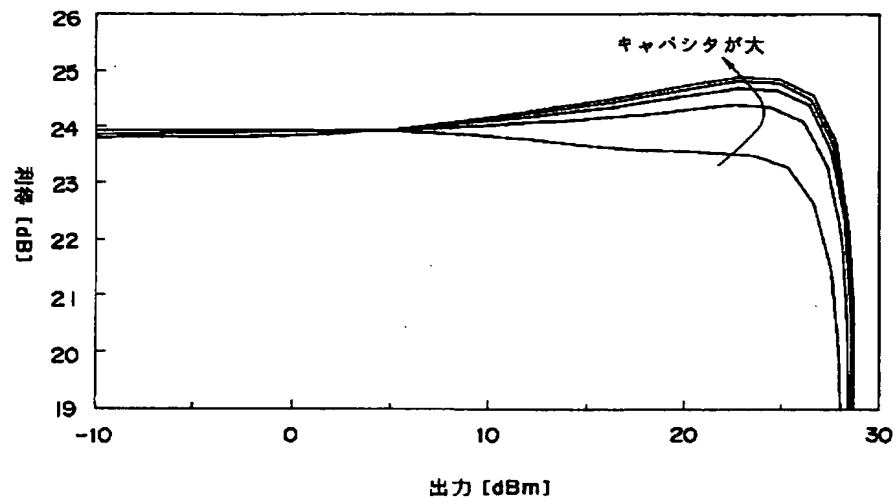
【図 6】



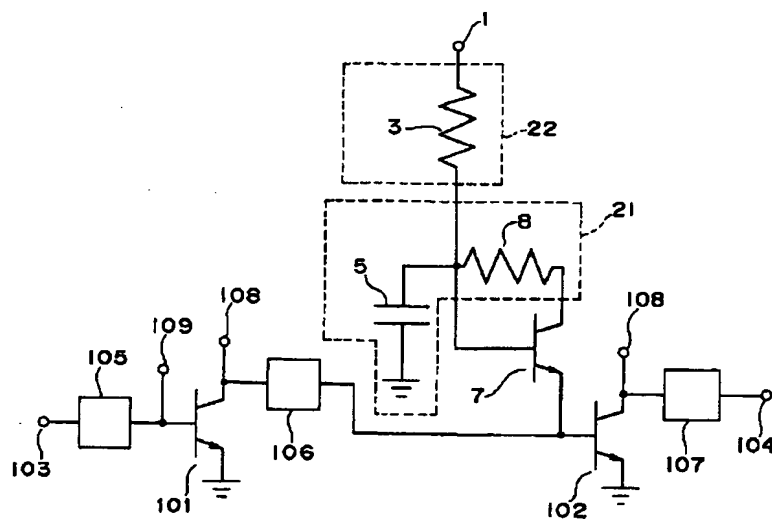
【図 7】



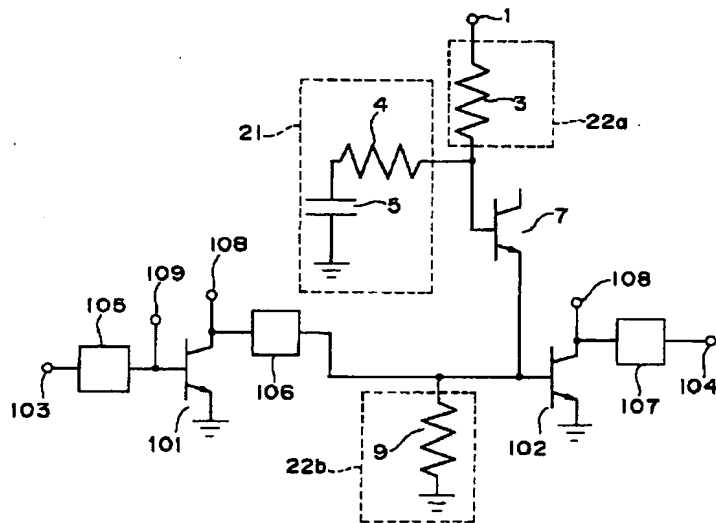
【図 8】



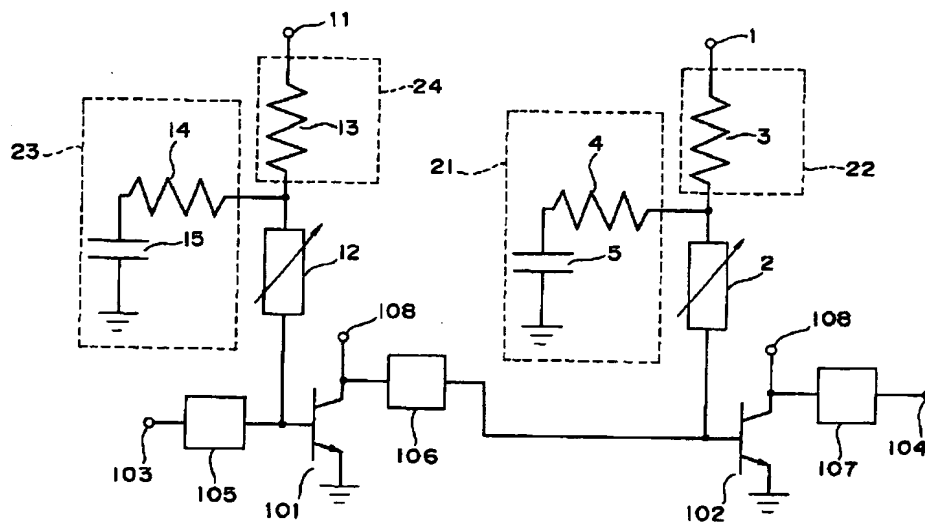
【図 9】



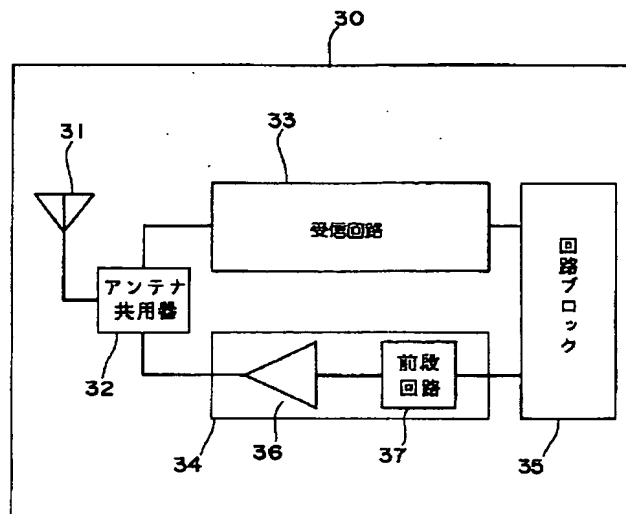
【図 10】



【図 11】



【図 12】



フロントページの続き

F ターム(参考) 5J090 AA01 AA41 AA62 AA63 AA64  
 CA21 CA36 CA92 FA08 FA19  
 GN01 HA02 HA07 HA19 HA25  
 HA26 HA27 HA29 KA12 KA29  
 SA14 TA01 TA02  
 5J091 AA01 AA41 AA62 AA63 AA64  
 CA21 CA36 CA92 FA08 FA19  
 HA02 HA07 HA19 HA25 HA26  
 HA27 HA29 KA12 KA29 SA14  
 TA01 TA02 UW08  
 5J092 AA01 AA41 AA62 AA63 AA64  
 CA21 CA36 CA92 FA08 FA19  
 HA02 HA07 HA19 HA25 HA26  
 HA27 HA29 KA12 KA29 SA14  
 TA01 TA02